



①⑨ BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

⑫ **Offenl gungsschrift**
⑩ **DE 101 06 391 A 1**

⑤① Int. Cl.⁷:
H 04 L 27/01
H 04 J 13/02

②① Aktenzeichen: 101 06 391.1
②② Anmeldetag: 12. 2. 2001
④③ Offenlegungstag: 29. 8. 2002

DE 101 06 391 A 1

⑦① Anmelder:
Infineon Technologies AG, 81669 München, DE

⑦④ Vertreter:
Lange, T., Dipl.-Phys.(Univ.) Dr.rer.nat., Pat.-Anw.,
81673 München

⑦② Erfinder:
Jung, Peter, 67697 Otterberg, DE; Kella, Tideya,
80337 München, DE; Plechinger, Jörg, 80469
München, DE; Ruprich, Thomas, 01099 Dresden,
DE; Schneider, Michael, 81541 München, DE

⑤⑥ Entgegenhaltungen:
JUNG, Peter: Analyse und Entwurf digitaler
Mobilfunksysteme, Stuttgart, B.G. Teubner
Verlag, 1997, S. 188-215;

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤④ JD-Entzerrung auf Symbolbasis

⑤⑦ Bei einem Verfahren zur JD-Entzerrung eines spreizko-
dierten Signals wird zunächst eine Kanalschätzung zur
Berechnung von Kanalkoeffizienten bezüglich mehrerer
Teilnehmer durchgeführt. Sodann werden unter Zugrun-
delegung einer Systemmatrix, in welcher lediglich eine
Teilmenge der in einem Datenblock enthaltenen Daten-
symbole berücksichtigt ist, Entzerrerkoeffizienten bezüg-
lich eines bestimmten Teilnehmers berechnet. Mittels der
berechneten Entzerrerkoeffizienten wird eine symbolwei-
se Entzerrung des übertragenen spreizkodierten Signals
durchgeführt.

DE 101 06 391 A 1

[0001] Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur JD-Entzerrung eines über einen Kanal übertragenen spreizkodierten Signals sowie einen nach diesem Verfahren arbeitenden JD-Empfänger.

5 [0002] Im UMTS-(Universal-Mobil-Telecommunications-System-)Standard für die dritte Mobilfunkgeneration wird der TDD-(Time Division Duplex-)Mode für das sog. "unpaired band" (das für die Aufwärts- und Abwärtsstrecke gleichzeitig vorgesehene Frequenzband) vorgeschrieben. Im Gegensatz zu dem FDD-(Frequency Division Duplex-)Mode ist der Spreizfaktor beim TDD-Mode maximal gleich 16. Aufgrund dieses niedrigen Spreizfaktors ist die Einzelteilnehmerdetektion, wie Sie beispielsweise durch angepaßtes Filtern (MF: Matched Filtering) realisiert werden kann, zu ineffizient. Um eine gegebene Dienstqualität (QoS: Quality of Services) einhalten zu können, wird der Einsatz leistungsfähiger JD-(Joint Detection-)Algorithmen erforderlich.

10 [0003] Bei JD-Algorithmen (in der deutschen Literatur auch als "Algorithmen zur gemeinsamen Detektion" bezeichnet) berücksichtigt der Empfänger Signale von mehreren aktiven Teilnehmern derselben Mobilfunkzelle. Das Prinzip der JD besteht darin, durch explizite Detektion nicht nur des gewünschten sondern auch anderer Teilnehmersignale zu erreichen, daß diese nicht zur Störung beitragen. Auf diese Weise wird die Intra-Zellinterferenz (Störung durch andere aktive Teilnehmer) wesentlich verringert oder im Idealfall eliminiert.

15 [0004] Ein Nachteil der bisher bekannten JD-Algorithmen besteht darin, daß diese – aufgrund der Signaldetektion mehrerer oder aller aktiven Teilnehmer – einen ausgesprochen hohen Rechenaufwand erfordern. Dieser läßt sich mit den üblicherweise in Mobilstationen eingesetzten Signalprozessoren nicht erreichen und wäre auch nicht durch den Einsatz leistungsfähiger (und damit teurerer) Signalprozessoren realisierbar, da in diesem Fall ein zu hoher Stromverbrauch auftreten würde.

20 [0005] Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein JD-Detektionsverfahren anzugeben, das für den Einsatz in Mobilfunksystemen geeignet ist. Insbesondere soll das Verfahren eine niedrige Leistungsaufnahme und einen geringen Signalverarbeitungsaufwand bei gleichzeitig ausreichend hoher Qualität der Entzerrung ermöglichen. Ferner zielt die Erfindung darauf ab, einen diese Eigenschaften aufweisenden JD-Empfänger für Mobilfunksysteme zu schaffen.

25 [0006] Die der Erfindung zugrundeliegende Aufgabenstellung wird durch die Merkmale der unabhängigen Ansprüche gelöst.

[0007] Demnach wird im wesentlichen durch zwei Maßnahmen eine deutliche Reduzierung des bei der JD-Entzerrung anfallenden Rechenaufwands erreicht: Erstens werden der Berechnung der Entzerrerkoeffizienten für einen bestimmten Teilnehmer oder Nutzer nicht sämtliche empfangenen Datensymbole eines Datenblocks zugrundegelegt, sondern nur eine Teilmenge derselben. Zweitens wird das empfangene Signal mit Hilfe dieser so berechneten Entzerrerkoeffizienten Datensymbol für Datensymbol detektiert. Durch beide Maßnahmen wird der Signalverarbeitungsaufwand wesentlich reduziert, wodurch ein Einsatz der erfindungsgemäßen "symbolweisen" JD-Entzerrung in Mobilfunksystemen ermöglicht wird.

35 [0008] Vorzugsweise wird eine ZF-(Zero Forcing-)Entzerrung oder eine MMSE-(Minimum Mean Square Error-)Entzerrung durchgeführt.

[0009] Vorzugsweise umfaßt der Satz von Entzerrerkoeffizienten QW s Koeffizienten, wobei Q der senderseitig verwendete Spreizfaktor und W s eine ganze Zahl zwischen 1 und 10, insbesondere 1 und 5, ist. Wie im folgenden noch näher erläutert, kann dadurch und in Verbindung mit der symbolweisen Entzerrung eine Reduzierung des Rechenaufwands um mehr als drei Größenordnungen im Vergleich zu bisherigen JD-Detektionsverfahren erreicht werden.

40 [0010] Weitere vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung sind in den Unteransprüchen angegeben.

[0011] Die Erfindung wird nachfolgend anhand eines Ausführungsbeispiels unter Bezugnahme auf die Zeichnung näher erläutert; in dieser zeigt:

[0012] Fig. 1 eine schematische Darstellung eines JD-Empfängers in Form eines Blockschaltbilds;

45 [0013] Fig. 2 eine schematische Darstellung zur Veranschaulichung der Arbeitsweise eines JD-Entzerrers gemäß dem Stand der Technik;

[0014] Fig. 3 eine schematische Darstellung zur Veranschaulichung der Arbeitsweise eines JD-Entzerrers gemäß der Erfindung; und

50 [0015] Fig. 4 eine schematische Darstellung zur Veranschaulichung der Korrespondenz zwischen dem Index k für den ausgewählten Nutzer und dem Index j der Zero-Forcing-Bedingung.

[0016] Die mathematische Beschreibung der Erfindung erfolgt mit Hilfe des Matrix-Vektor-Formalismus. Im folgenden bezeichnen in Hochstellung das Zeichen T die transponierte Matrix bzw. den transponierten Vektor und das Zeichen $*$ die komplexe Konjugation. H als hochgestelltes Zeichen steht als Abkürzung für $*T$. Ein Unterstrich unter einer mathematischen Größe bedeutet, daß diese komplexwertig ist bzw. sein kann.

55 [0017] Es werden zunächst die folgenden Abkürzungen eingeführt:

K Anzahl der aktiven Teilnehmer

N Anzahl der Datensymbole in einem Block bzw. Burst

Q Spreizfaktor

L Kanallänge, d. h. Anzahl der im zeitdiskreten Kanalmodell berücksichtigten Wege, in Chips

60 W Anzahl der für die Entzerrung berücksichtigten Chips

W_s Anzahl der für die Entzerrung berücksichtigten Symbole, d. h. $W_s = W/Q$

T_s Symbolzeitdauer

T_c Chipzeitdauer; es gilt $Q \cdot T_c = T_s$

$d^{(k)} = (d_1^{(k)} \dots d_N^{(k)})^T$ Vektor, welcher die von dem k -ten Teilnehmer innerhalb eines Bursts ausgesendeten komplexwertigen Datensymbole $d_1^{(k)}, \dots, d_N^{(k)}$ darstellt. Die Aussendung der Datensymbole erfolgt im Symboltakt $1/T_s$

65 $c^{(k)} = (c_1^{(k)} \dots c_{W_s}^{(k)})^T$ Vektor, welcher den von dem k -ten Teilnehmer verwendeten (teilnehmerspezifischen) CDMA-Code darstellt; dabei sind $c_1^{(k)}, \dots, c_{W_s}^{(k)}$ die komplexen Chips des betrachteten CDMA-Codes. Die Aussendung der Chips erfolgt im Chiptakt $1/T_c$

$\underline{h}^{(k)} = (\underline{h}_1^k \dots \underline{h}_N^k)^T$ Vektor, welcher die für den k-ten Teilnehmer gültige zeitdiskrete Kanalimpulsantwort darstellt; dabei sind $\underline{h}_1^k, \dots, \underline{h}_N^k$ die komplexen Gewichte (sog. Kanalkoeffizienten) des 1-ten, ..., N-ten Übertragungswegs, wobei benachbarte Übertragungswege jeweils eine Zeitverzögerung entsprechend der Chipzeitdauer T_c zueinander aufweisen
 $\underline{b}^{(k)} = (\underline{b}_1^k \dots \underline{b}_{Q+L-1}^k)^T$ Vektor der kombinierten Kanalimpulsantwort, welcher sich gemäß $\underline{b}^{(k)} = \underline{c}^{(k)} \cdot \underline{h}^{(k)}$ aus dem CDMA-Code-Vektor und dem Kanalimpulsvektor bezüglich des k-ten Teilnehmers ergibt. Dabei bezeichnet * die zeitdiskrete Faltung der genannten Vektoren

$\underline{n} = (\underline{n}_1 \dots \underline{n}_{NQ+L-1})^T$ Vektor der additiven Störungen; der Vektor \underline{n} repräsentiert sowohl thermisches Rauschen als auch Vielfachzugriffsinterferenz, wie beispielsweise Nachbarkanalinterferenz oder Interzellinterferenz. Der Zeitdiskretisierung liegt der Chiptakt $1/T_c$ zugrunde

$\underline{e} = (\underline{e}_1 \dots \underline{e}_{NQ+L-1})^T$ Vektor des empfangenen, gestörten Datensignals; dabei sind $\underline{e}_1, \dots, \underline{e}_{NQ+L-1}$ die am Empfänger im Chiptakt $1/T_c$ erhaltenen Detektionsergebnisse.

[0018] Ausgangspunkt der folgenden Darstellung ist die (Mehnteilnehmer-)Systemgleichung in Vektor-Matrix Beschreibung basierend auf dem zeitdiskreten Übertragungsmodell. Diese Beschreibung eines Übertragungssystems ist im Stand der Technik bekannt und z. B. ausführlich in den Buch "Analyse und Entwurf digitaler Mobilfunksysteme" von P. Jung, B. G. Teubner Verlag Stuttgart, 1997, auf den Seiten 188–215 beschrieben. Diese Literaturstelle wird durch Bezugnahme Gegenstand der vorliegenden Schrift.

[0019] Um die mathematische Darstellung übersichtlicher zu halten, wird im folgenden ein Empfänger mit lediglich einer Empfangsantenne betrachtet und ferner angenommen, daß keine senderseitige Verwürfelung ("scrambling") des Signals erfolgt. Die Erfindung ist nicht auf diese Annahmen beschränkt. Die Systemgleichung lautet:

$$\underline{e} = \underline{A} \underline{d} + \underline{n} \quad (1)$$

wobei die folgende Schreibweise verwendet wird:

$$\underline{d} = (\underline{d}^{(1)T} \dots \underline{d}^{(K)T})^T = (\underline{d}_1^1 \dots \underline{d}_N^1, \underline{d}_1^2 \dots \underline{d}_N^2, \dots, \underline{d}_1^K \dots \underline{d}_N^K)^T$$

$\underline{A} = (\underline{A}_{\mu,\nu})$ mit $\mu = 1, \dots, NQ + L - 1$ (Anzahl der Zeilen)

$\nu = 1, \dots, KN$ (Anzahl der Spalten)

[0020] Die Elemente der Systemmatrix \underline{A} sind definiert durch die Komponenten des Vektors $\underline{b}^{(k)}$ der kombinierten Kanalimpulsantwort gemäß der folgenden Beziehung:

$$\underline{A}_{Q(n-1)+1, N(k-1)+n} = \begin{cases} \underline{b}_1^k & \text{für} & k = 1, \dots, K \\ & & 1 = 1, \dots, Q + L - 1 \\ & & n = 1, \dots, N \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (2)$$

[0021] Somit ist der Vektor \underline{e} der Ausgang eines durch die Systemmatrix \underline{A} beschriebenen Übertragungssystems, das mit dem (auf alle aktiven Teilnehmer zurückgehenden) Eingabevektor \underline{d} gespeist wird und ferner einen durch den Vektor \underline{n} beschriebenen additiven Rauschbeitrag aufweist.

[0022] Das von der Systemmatrix \underline{A} beschriebene System umfaßt den Kanal und gegebenenfalls auch die Struktur des Empfängers (z. B. Anzahl der Antennen (hier nicht berücksichtigt), Überabtastung). Der Kanal im obigen Sprachgebrauch beinhaltet den physikalischen Kanal sowie die senderseitige Signalbearbeitung (verwendete Blockstruktur, Spreizcodes und Verwürfelungscodes, wobei letztere, wie bereits erwähnt, hier der Einfachheit halber nicht berücksichtigt werden).

[0023] Die Systemmatrix \underline{A} ist im Empfänger näherungsweise bekannt: Denn der physikalische Kanal wird gemäß üblichem Vorgehen durch einen Kanalschätzer geschätzt und durch seine (geschätzten) Kanalkoeffizienten (Vektoren $\underline{h}^{(k)}$) beschrieben, Spreiz- und ggf. eingesetzte Verwürfelungscodes werden als bekannt vorausgesetzt.

[0024] Der (System-)Eingabevektor \underline{d} ist im Empfänger unbekannt. Das Ziel der Datendetektion besteht darin, für einen oder mehrere Teilnehmer im Empfänger einen oder mehrere geschätzte Vektoren $\underline{\hat{d}}^{(k)} = (\underline{\hat{d}}_1^k \dots \underline{\hat{d}}_N^k)^T$ zu ermitteln, welcher bzw. welche möglichst gut mit dem oder den entsprechenden gesendeten Vektor bzw. Vektoren $\underline{d}^{(k)} = (\underline{d}_1^k \dots \underline{d}_N^k)^T$ übereinstimmt bzw. übereinstimmen.

[0025] ML (Maximum Likelihood) und MAP (Maximum a-posteriori) Kriterien können aufgrund ihres zu hohen Rechenaufwands zur Lösung des JD-Problems (d. h. zur Lösung der Systemgleichung (1)) nicht verwendet werden.

[0026] Zur Lösung des JD-Problems wird das Übertragungssystem einschließlich des Empfängers durch das lineare Gleichungssystem

$$\underline{\hat{d}} = \underline{M} \underline{e} \quad (3)$$

beschrieben.

[0027] Analog zu dem Eingabevektor \underline{d} wird dabei der alle aktiven Teilnehmer betreffende (System-)Schätzvektor $\underline{\hat{d}}$ durch die Folge der geschätzten Datensymbole gebildet:

$$\hat{\underline{d}} = (\hat{\underline{d}}^{(1)T} \dots \hat{\underline{d}}^{(K)T})^T = (\hat{\underline{d}}_1^1 \dots \hat{\underline{d}}_N^1, \hat{\underline{d}}_1^2 \dots \hat{\underline{d}}_N^2, \dots, \hat{\underline{d}}_1^K \dots \hat{\underline{d}}_N^K)^T$$

5 [0028] \underline{M} ist eine $(KN \times NQ + L - 1)$ -Matrix und bestimmt die Art des Datendetektors. \underline{M} wird im folgenden als Schätzmatrix bezeichnet.

[0029] Fig. 1 veranschaulicht die als solche bekannte Struktur eines JD-Empfängers. Der JD-Empfänger umfaßt einen Kanalschätzer CE und einen JD-Entzerrer JD-EQ. Wie bereits erwähnt, empfängt der JD-Empfänger den zeitdiskretisierten Vektor \underline{e} des Empfangssignals und führt diesen sowohl dem Kanalschätzer CE als auch dem JD-Entzerrer JD-EQ zu. 10 Geschätzt werden in dem JD-Empfänger gemäß dem Stand der Technik die Vektoren $\hat{\underline{d}}^{(k)}$ für sämtliche aktiven Teilnehmer $k = 1, \dots, K$. Um diese geschätzten Vektoren zu bestimmen, nutzt der JD-Entzerrer JD-EQ Informationen hinsichtlich des Kanals, nämlich die Anzahl N der Datensymbole pro Datenblock oder Burst, die von den aktiven Teilnehmern verwendeten Spreizcodes $\underline{c}^{(k)}$, $k = 1, \dots, K$, sowie die von dem Kanalschätzer CE auf der Basis des Empfangssignals ermittelten Kanalimpulsantworten $\underline{h}^{(k)}$. Ferner kann statistische Information in Form der Kovarianzmatrix \underline{R}_n in die Datendetektion eingehen. Die Kovarianzmatrix \underline{R}_n ist definiert durch den Ausdruck $\underline{R}_n = E\{\underline{nn}^H\}$.

15 [0030] Ein bekanntes Konzept zur Lösung des JD-Problems ist ZF (Zero Forcing). Bei ZF wird die folgende Schätzmatrix verwendet:

$$\underline{M} = (\underline{A}^H \underline{R}_n^{-1} \underline{A})^{-1} \underline{A}^H \underline{R}_n^{-1} \quad (4)$$

[0031] Im einfachsten Fall, ohne Berücksichtigung jedweder Störung, ist $\underline{R}_n = \text{Id}$. Id bezeichnet die Identitätsmatrix.

[0032] Durch Einsetzen der Schätzmatrix \underline{M} gemäß Gleichung (4) in Gleichung (3) ergibt sich das Gleichungssystem:

$$\underline{A}^H \underline{R}_n^{-1} \underline{A} \hat{\underline{d}} = \underline{A}^H \underline{R}_n^{-1} \underline{e} \stackrel{\text{def}}{=} \underline{e}' \quad (5)$$

[0033] Im folgenden wird zunächst der übliche Weg zur Lösung dieses Gleichungssystems wiedergegeben. Eine detaillierte Darstellung dieses Lösungswegs ist in dem eingangs genannten Buch von P. Jung auf den Seiten 315–318 beschrieben. Zur Veranschaulichung der Vorgehensweise dient die Darstellung in Fig. 2.

30 [0034] Die Lösung des Gleichungssystems (5) basiert auf der sogenannten Cholesky-Zerlegung der $(KN \times KN)$ -Matrix $\underline{A}^H \underline{R}_n^{-1} \underline{A}$ auf der linken Seite des Gleichungssystems (5):

$$\underline{A}^H \underline{R}_n^{-1} \underline{A} = \underline{H}^H \underline{\Sigma}^2 \underline{H} \quad (6)$$

35 [0035] Dabei ist die Matrix \underline{H} eine $(KN \times KN)$ -Matrix der Gestalt

$$\underline{H} = (\underline{H}_{\mu, \nu}) \quad \text{mit} \quad \underline{H}_{\mu, \nu} = 0 \text{ für } \mu > \nu \quad \underline{H}_{\mu, \mu} = 1 \\ \mu, \nu = 1 \dots KN \quad (7)$$

40 und die Matrix $\underline{\Sigma}$ ist eine reelle $(KN \times KN)$ -Diagonalmatrix der Gestalt

$$\underline{\Sigma} = \text{Diag}\langle \sigma_{\mu, \mu} \rangle \quad \text{mit} \quad \sigma_{\mu, \mu} \text{ reell} \quad \mu = 1 \dots KN \quad (8)$$

45 [0036] Die Zerlegung ergibt die Matrix \underline{H}^H , welche eine untere Dreiecksmatrix (d. h. eine Matrix, in der sämtliche Elemente in der rechten oberen Diagonale Null sind) ist, und die Matrix $\underline{\Sigma}^2 \underline{H}$, die eine obere Dreiecksmatrix (d. h. eine Matrix, in der sämtliche Elemente in der linken unteren Diagonale Null sind) ist.

[0037] Beide zuletzt genannten Matrizen sind $KN \times KN$ -Matrizen. Bekannte Größen in Fig. 2 sind dunkel unterlegt, unbekannte Größen sind gestreift dargestellt. Es wird zunächst der Rechenablauf im Falle der bekannten block- oder burstweisen Datendetektion nach dem Stand der Technik erläutert.

50 [0038] Der Vektor \underline{e}' ergibt sich aus dem Matrix-Vektor-Produkt von $(\underline{A}^H \underline{R}_n^{-1})$ und \underline{e} . Der unbekannte Vektor \underline{z} , der aus dem Matrix-Vektor-Produkt von $(\underline{\Sigma}^2 \underline{H})$ und $\hat{\underline{d}}$ folgt, kann durch das rekursive Auflösen eines trivialen Gleichungssystems G1, beginnend mit der ersten Komponente von \underline{z} bestimmt werden. Dieses rekursive Auflösen des Gleichungssystems G1 wird in Fig. 2 durch einen von oben nach unten gerichteten Pfeil verdeutlicht.

55 [0039] Mit Hilfe des nun bekannten Vektors \underline{z} werden die Komponenten des Vektors $\hat{\underline{d}}$ aus einem zweiten trivialen Gleichungssystem G2, beginnend mit der letzten Komponente von $\hat{\underline{d}}$ rekursiv bestimmt. Der Ablauf der rekursiven Auflösung des zweiten trivialen Gleichungssystems G2 wird durch einen von unten nach oben gerichteten Pfeil verdeutlicht. Nach Auflösung des Gleichungssystems G2 ist der (System-)Schätzvektor $\hat{\underline{d}}$ berechnet.

[0040] Im folgenden wird anhand Fig. 3 die Vorgehensweise bei der erfindungsgemäßen symbolweisen Entzerrung beschrieben. Diese erfolgt in zwei Schritten.

60 [0041] In einem ersten Schritt wird eine reduzierte Systemmatrix $\underline{\tilde{A}}$ gebildet. Die reduzierte Systemmatrix $\underline{\tilde{A}}$ ist eine $(W \times K(L + W - 1))$ -Matrix, wobei W eine für die Entzerrung verwendete Anzahl von Chips ist und als "Entzerrlänge" bezeichnet wird, und $D \leq W < NQ$ gilt. D. h., in dieser Matrix wird lediglich eine Auswahl oder Teilmenge der in einem Datenblock bzw. Burst enthaltenen Datensymbole berücksichtigt. Die reduzierte Systemmatrix $\underline{\tilde{A}}$ ist dem Empfänger durch Schätzung der Kanalkoeffizienten (Vektoren $\underline{h}^{(k)}$) analog zu der Systemmatrix \underline{A} näherungsweise bekannt. $(L + W - 1)$ stellt die Einflußlänge eines gesendeten Chips auf die Chipfolge des empfangenen Datensignals dar.

[0042] Die Definition der reduzierten Systemmatrix $\underline{\tilde{A}}$ lautet:

$$\bar{A}_{Q(w_s-1)+q, (W+L-1)k+w_s-1} = \begin{cases} \underline{b}_1^k & \text{für } k = 1, \dots, K \\ & l = 1, \dots, W_s + L - 1 \\ & w_s = 1, \dots, W_s \\ & q = 1, \dots, Q \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (9)$$

[0043] Wie bereits erwähnt wird mit $W_s = W/Q$ die Entzerrlänge W in Einheiten von Datensymbolen bezeichnet. Es wird darauf hingewiesen, daß die Blockgröße N in die Definition der reduzierte Systemmatrix nicht eingeht. 15

[0044] Die der Gleichung (1) entsprechende Systemgleichung lautet

$$\bar{e} = \bar{A}\bar{d} + \bar{n} \quad (10)$$

wobei \bar{e} und \bar{n} jeweils $W \times 1$ (Spalten-)Vektoren mit einer der Entzerrlänge entsprechenden Zeilenanzahl sind. 20

[0045] Im folgenden wird zur Vereinfachung der Darstellung ein rauschfreier Kanal, d. h. $\bar{n} = (0, \dots, 0)^T$, angenommen. Die Erfindung ist nicht auf diesen Spezialfall beschränkt.

[0046] In dem ersten Schritt werden unter Verwendung der reduzierten Systemmatrix \bar{A} und der Cholesky-Zerlegung die Koeffizienten eines Entzerrers, hier dargestellt in Form eines Entzerrvektors \underline{m} , berechnet. Der Berechnung der Entzerrerkoeffizienten liegt die ZF-Bedingung 25

$$\underline{m}\bar{A} = \underline{c}_j \quad (11)$$

zugrunde. Dabei ist \underline{m} ein $1 \times W$ (Zeilen-)Vektor, welcher die Entzerrerkoeffizienten enthält und als Entzerrvektor bezeichnet wird, und \underline{c}_j ist ein $1 \times K(L + W - 1)$ (Zeilen-)Vektor, der die ZF-Bedingung bezüglich eines bestimmten (k-ten) Teilnehmers vorgibt. 30

[0047] Der ZF-Vektor läßt sich folgendermaßen darstellen:

$$\underline{c}_j = (0 \dots 0 \ 1 \ 0 \dots 0) \quad (12)$$

wobei die 1 an der j-ten Position des Vektors steht. Die j-te Position ist einerseits direkt einem zu detektierenden Datensymbol zugeordnet und wählt andererseits, wie im folgenden noch näher erläutert, einen bestimmten Nutzer (im folgenden als k-ten Nutzer bezeichnet) aus der Mehrzahl der Nutzer aus. 35

[0048] Zur Lösung des Gleichungssystems (11) wird dieses umgeformt in:

$$\underline{m}\bar{A}\bar{A}^H = \underline{c}_j\bar{A}^H \stackrel{\text{def}}{=} \underline{a}_j \quad (13)$$

[0049] Der (Zeilen-)Vektor \underline{a}_j^H ist von der Dimension $1 \times W$ und wird durch den Ausdruck $\underline{c}_j\bar{A}^H$ definiert. 40

[0050] Die Lösung des Gleichungssystems (13) erfolgt durch Cholesky-Zerlegung der $(W \times W)$ -Matrix $\bar{A}\bar{A}^H$. Entweder wird die Cholesky-Zerlegung direkt anhand der Gleichung (13), d. h. mit einem Zeilenvektor-Entzerr \underline{m} , durchgeführt oder es wird, wie in Fig. 3 veranschaulicht, hierfür die umgeformte Beziehung 45

$$\bar{A}\bar{A}^H \underline{m}^H = (\underline{c}_j\bar{A}^H)^H = \underline{a}_j \quad (14)$$

herangezogen. Dabei wird (analog zu der Vorgehensweise bei der burstweisen Detektion) zunächst durch Lösung eines ersten trivialen Gleichungssystems $G1'$ ein Vektor \underline{z} berechnet und dann durch Lösung eines zweiten trivialen Gleichungssystems $G2'$ der Vektor \underline{m} der Entzerrerkoeffizienten berechnet. Die bei der Zerlegung erhaltenen Matrizen \bar{H}^H (untere Dreiecksmatrix) und $\Sigma^2\bar{H}$ (obere Dreiecksmatrix) sind analog zu den Gleichungen (7) und (8) definiert, wobei anstelle der quadratischen Dimension KN hier jedoch die quadratische Dimension W auftritt. 55

[0051] Bei der Lösung des Gleichungssystems (14) erzwingt die ZF-Bedingung \underline{c}_{jj} , daß der Entzerrvektor für den k-ten Teilnehmer berechnet wird. Dabei ist j so zu wählen, daß \underline{a}_j zur kombinierten Kanalimpulsantwort \underline{b}_1^k des ausgewählten Nutzers k korrespondiert. Die Korrespondenz zwischen k und dem Index j der Zero-Forcing-Bedingung wird durch die in Fig. 4 gezeigte Darstellung verdeutlicht. 60

[0052] Das Gleichungssystem (11) kann für jeden der K Teilnehmer mit der entsprechenden ZF-Bedingung, gegeben durch einen der ZF-Vektoren \underline{c}_{jj} gemäß Gleichung (12), gelöst werden. Der für den k-ten Teilnehmer berechnete Entzerrvektor wird im folgenden mit $\underline{m}^{(k)}$ bezeichnet. 65

[0053] In einem zweiten Schritt wird der empfangene Datenstrom mit Hilfe des zuvor berechneten Entzerrvektors $\underline{m}^{(k)}$ für den k-ten Teilnehmer Symbol für Symbol detektiert. Der zweite Schritt ist im unteren Teil der Fig. 3 veranschaulicht. Die Detektion erfolgt durch Kreuzkorrelation der Chips des empfangenen Datensignals mit den für den k-ten Nutzer berechneten Entzerrerkoeffizienten nach der Gleichung

$$\hat{\underline{d}}^{(k)} = \underline{M}^{(k)} \underline{e}' \quad (15)$$

[0054] Dabei ist \underline{e} ein $Q(Ws + N - 1) \times 1$ Spaltenvektor der empfangenen Chipfolge, $\hat{\underline{d}}^{(k)}$ bezeichnet den erfindungsgemäß berechneten Schätzvektor für $\underline{d}^{(k)}$ und die Matrix $\underline{M}^{(k)}$ ist eine $N \times Q(Ws + N - 1)$ Matrix, welche sich in folgender Weise aus dem Entzerrervektor $\underline{m}^{(k)}$ aufbaut:

$$\underline{M}^{(k)} = \begin{bmatrix} m_W^k & m_{W-1}^k & \dots & m_{Q+1}^k & m_Q^k & \dots & m_1^k & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \dots & m_W^k & \dots & \dots & \dots & m_{Q+1}^k & m_Q^k & \dots & m_1^k & \dots & 0 \\ \vdots & & & & & & & & & & & \\ \vdots & & & & & & & & & & & \\ 0 & & \dots & & & & & & \dots & & m_1^k \end{bmatrix} \quad (16)$$

[0055] Das heißt, in jeder Zeile der Matrix $\underline{M}^{(k)}$ sind die Elemente des Entzerrervektors $\underline{m}^{(k)}$ eingetragen und bezüglich benachbarter Zeilen jeweils um Q Stellen versetzt zueinander angeordnet. Die restlichen Elemente der Matrix sind Nullen.

[0056] Aus der Gleichung (15) folgt, daß für die Berechnung eines Datensymbols W komplexe Multiplikationen benötigt werden.

[0057] Anhand der folgenden Tabelle läßt sich der bei der blockweisen Detektion (Stand der Technik, erste Spalte der Tabelle) erforderliche Rechenaufwand mit dem bei der erfindungsgemäßen symbolweisen Detektion auftretenden Rechenaufwand für einen Teilnehmer (1. Erfindungsbeispiel, zweite Spalte der Tabelle) bzw. sämtliche Teilnehmer (2. Erfindungsbeispiel, dritte Spalte der Tabelle) vergleichen.

Rechenoperation	Alle Teilnehmer (Anzahl komplexer Multiplikationen) (St. d. Technik)	Pro Teilnehmer (Anzahl komplexer Multiplikationen) (1. Bsp. Erfind.)	Alle Teilnehmer (Anzahl komplexer Multiplikationen) (2. Bsp. Erfind.)
Cholesky Zerlegung	$(KN)^3/3$ =79.8·10 ⁶	$(QWs)^3/3$ =36846	$(QWs)^3/3$ =36846
Lösung des 1. Gleichungssys. G1 bzw. G1'	$KN(KN+1)/2$ =193131	$QWs(QWs+1)/2$ =1176	$K \cdot QWs(QWs+1)/2$ =10584
Lösung des 2. Gleichungssys. G2 bzw. G2'	$KN(KN+1)/2$ =193131	$QWs(QWs+1)/2$ =1176	$K \cdot QWs(QWs+1)/2$ =10584
Anzahl der kompl. Multiplikationen (1. Schritt gesamt)	80·10 ⁶	39216	58014
Symbolweise Entzerrung eines Datenblocks (2. Schritt)	-	NQWs=3312	K·NQWs=29808
Gesamtanzahl d. kompl. Multiplikat. (1. u. 2. Schritt)	80·10 ⁶	42528	87822

[0058] Dem Vergleich liegen die Beispielswerte $K = 9$, $N = 69$, $Q = 16$ und $Ws = 3$ zugrunde. Angegeben sind in der Tabelle die Anzahlen der komplexen Multiplikationen, welche bei den jeweils in den Zeilen der Tabelle aufgeführten Rechenoperationen erforderlich sind. Bei der blockweisen Datendetektion gemäß dem Stand der Technik erfolgt die Cholesky-Zerlegung in diesem Beispiel an einer 621×621 -Matrix. Demgegenüber erfolgt die Cholesky-Zerlegung bei der symbolweisen Detektion an einer 48×48 -Matrix.

[0059] Bei der Lösung des ersten und des zweiten Gleichungssystems G1', G2' (erster Schritt) sind bei der erfindungsgemäßen Vorgehensweise (Beispiele 1 und 2) wesentlich weniger komplexe Multiplikationen als im Stand der Technik auszuführen, wobei die Anzahl der erforderlichen komplexen Multiplikationen durch den Spreizfaktor Q und die Entzerrlänge Ws bestimmt ist. Je kleiner Ws , desto geringer der Rechenaufwand.

[0060] Bei der Entzerrung mittels der zuvor berechneten Koeffizienten des Entzerrers werden zur Berechnung eines Datensymbols im zweiten Schritt lediglich $W = QWs = 48$ komplexe Multiplikationen benötigt, was zur Folge hat, daß zur Berechnung der 69 Datensymbole eines Datenblocks lediglich 3312 komplexe Multiplikationen anfallen.

[0061] Die Schritte 1 und 2 können je nach Bedarf nur für einen oder für mehrere sendende Teilnehmer durchgeführt werden. Im zweiten Fall können diese Schritte Teilnehmer für Teilnehmer sequentiell ausgeführt werden, d. h. in der Abfolge Schritt 1 (Teilnehmer 1), Schritt 2 (Teilnehmer 1), Schritt 1 (Teilnehmer 2), Schritt 2 (Teilnehmer 2), ... Schritt 1 (Teilnehmer K), Schritt 2 (Teilnehmer K).

[0062] Aufgrund des vergleichsweise geringen Rechenaufwands ist das erfindungsgemäße Verfahren speziell auch für die Entzerrung von Signalen im TDD-unpaired band des UMTS-Standards für Mobilfunk einsetzbar. 5

[0063] Die in Fig. 1 dargestellte, üblicherweise durch einen DSP (DSP: digitaler Signalprozessor) realisierte JD-Empfängerstruktur kann auch für die erfindungsgemäße Entzerrung eingesetzt werden. Anstelle der Systemmatrix A wird dann die reduzierte Systemmatrix \bar{A} verwendet, und es wird anstelle der blockweisen Entzerrung eine symbolweise Entzerrung gemäß der vorstehenden Beschreibung durchgeführt. Dabei wird im zweiten Schritt (d. h. bei der symbolweisen Entzerrung basierend auf dem zuvor berechneten Entzerrerkoeffizienten) in der Regel keine zusätzliche DSP-Kapazität benötigt, da ein geeignetes Multiplikationsfeld in dem DSP in aller Regel bereits vorhanden ist. 10

Patentansprüche

1. Verfahren zur JD-Entzerrung eines über einen Kanal übertragenen spreizkodierten Signals, das die Schritte aufweist:
 - Durchführen einer Kanalschätzung zur Berechnung von Kanalkoeffizienten ($\underline{h}^{(k)}$) bezüglich mehrerer Teilnehmer,
 - Berechnen eines Satzes von Entzerrerkoeffizienten ($\underline{m}^{(k)}$) bezüglich eines bestimmten Teilnehmers (k) unter Zugrundelegung einer reduzierten Systemmatrix (\bar{A}), in welcher lediglich eine Teilmenge der in einem Datenblock des übertragenen Signals enthaltenen Datensymbole berücksichtigt ist,
 - symbolweises Entzerren des übertragenen spreizkodierten Signals unter Verwendung des berechneten Entzerrerkoeffizientensatzes ($\underline{m}^{(k)}$).
2. Verfahren nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß eine ZF-Entzerrung oder eine MMSE-Entzerrung durchgeführt wird. 15
3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß zur Berechnung des Satzes von Entzerrerkoeffizienten ($\underline{m}^{(k)}$) eine Cholesky-Zerlegung einer Matrix eingesetzt wird, welche auf der reduzierten Systemmatrix (\bar{A}) basiert.
4. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet,
 - daß der Satz von Entzerrerkoeffizienten ($\underline{m}^{(k)}$) QWs Koeffizienten enthält, wobei Q der senderseitig verwendete Spreizfaktor und Ws eine ganze Zahl zwischen 1 und 10, insbesondere 1 und 5, ist.
5. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß das Verfahren für die Entzerrung von Signalen im TDD-unpaired band des UMTS-Standards für Mobilfunk eingesetzt wird.
6. Verfahren nach einem der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, daß Entzerrerkoeffizientensätze ($\underline{m}^{(k)}$) für mehrere Teilnehmer (k) berechnet werden und die symbolweise Entzerrung für mehrere Teilnehmer (k) durchgeführt wird. 35
7. Verfahren nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß die symbolweise Entzerrung für die Teilnehmer (k) sequentiell durchgeführt wird.
8. JD-Empfänger zur Entzerrung eines über einen Kanal übertragenen spreizkodierten Signals,
 - mit einem Kanalschätzer (CE), welcher auf der Basis des über den Kanal übertragenen spreizkodierten Signals eine Kanalschätzung zur Berechnung von Kanalkoeffizienten ($\underline{h}^{(k)}$) bezüglich mehrerer Teilnehmer (k) durchführt,
 - mit einem JD-Entzerrer (JD-EQ) zur Berechnung eines Satzes von Entzerrerkoeffizienten ($\underline{m}^{(k)}$) bezüglich eines bestimmten Teilnehmers (k) unter Zugrundelegung einer reduzierten Systemmatrix (\bar{A}), in welcher lediglich eine Teilmenge der in einem Datenblock des übertragenen Signals enthaltenen Datensymbole berücksichtigt ist, und zur symbolweisen Entzerrung des übertragenen spreizkodierten Signals unter Verwendung des berechneten Entzerrerkoeffizientensatzes ($\underline{m}^{(k)}$). 40 45

Hierzu 3 Seite(n) Zeichnungen

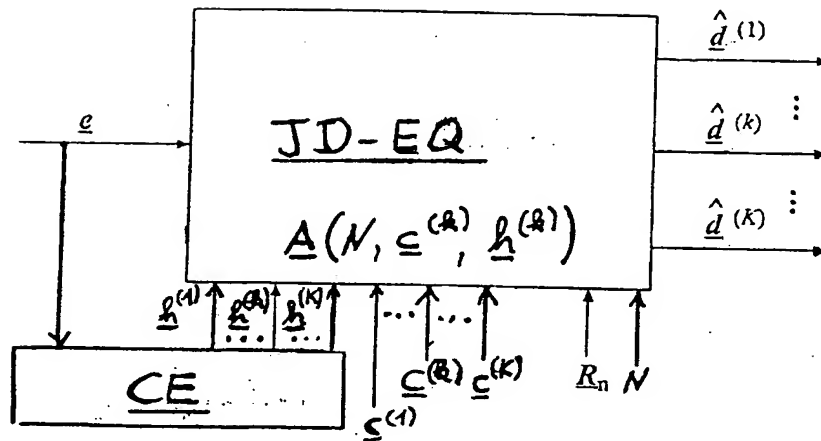


Fig. 1

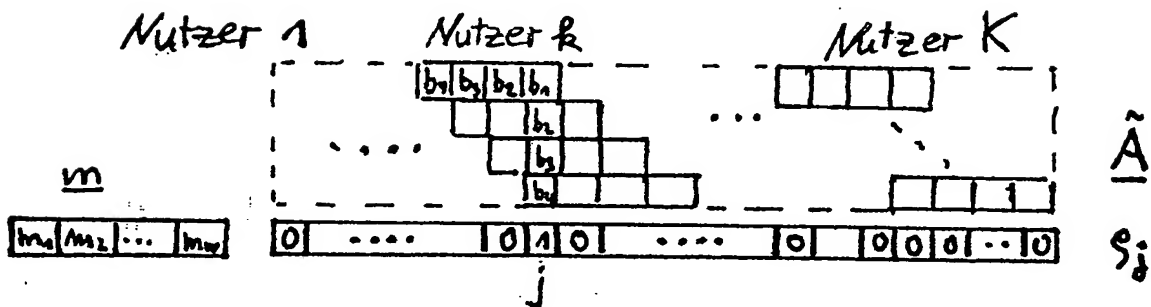


Fig. 4

$$\underbrace{A^H R_n^{-1} A}_{\text{Cholesky}} \hat{\underline{d}} = \underbrace{A^H R_n^{-1} \underline{e}}_{\underline{e}'}$$

$$\begin{array}{c}
 \underbrace{\begin{array}{c} \underline{H}^H \\ \begin{array}{|c|} \hline \sigma \\ \hline \end{array} \end{array} \quad \begin{array}{c} \Sigma^2 \underline{H} \\ \begin{array}{|c|} \hline \sigma \\ \hline \end{array} \end{array} \quad \begin{array}{|c|} \hline \hat{\underline{d}} \\ \hline \end{array}}_{\underline{z}} = \begin{array}{|c|} \hline \underline{e}' \\ \hline \end{array} \\
 \text{G1:} \quad \begin{array}{c} \underline{H}^H \\ \begin{array}{|c|} \hline \sigma \\ \hline \end{array} \end{array} \quad \begin{array}{|c|} \hline \underline{z} \\ \hline \end{array} = \begin{array}{|c|} \hline \underline{e}' \\ \hline \end{array} \quad \downarrow \\
 \text{G2:} \quad \begin{array}{c} \Sigma^2 \underline{H} \\ \begin{array}{|c|} \hline \sigma \\ \hline \end{array} \end{array} \quad \begin{array}{|c|} \hline \hat{\underline{d}} \\ \hline \end{array} = \begin{array}{|c|} \hline \underline{z} \\ \hline \end{array} \quad \uparrow
 \end{array}$$

(Stand der Technik)

Fig. 2

Schritt 1

$$\underbrace{\tilde{\mathbf{A}}\tilde{\mathbf{A}}^H}_{\text{Cholesky}} \cdot \mathbf{m}^H = \underbrace{(\zeta_j \tilde{\mathbf{A}}^H)^H}_{\mathbf{a}_j}$$

$$\begin{array}{c} \mathbf{H}^H \quad \Sigma^2 \mathbf{H} \quad \mathbf{m}^H = \mathbf{a}_j \\ \begin{array}{|c|} \hline \text{[diagonal matrix]} \\ \hline \end{array} \quad \begin{array}{|c|} \hline \text{[diagonal matrix]} \\ \hline \end{array} \quad \begin{array}{|c|} \hline \text{[vector]} \\ \hline \end{array} = \begin{array}{|c|} \hline \text{[vector]} \\ \hline \end{array} \\ \hline \mathbf{H}^H \quad \tilde{\mathbf{z}} = \mathbf{a}_j \\ \begin{array}{|c|} \hline \text{[diagonal matrix]} \\ \hline \end{array} \quad \begin{array}{|c|} \hline \text{[vector]} \\ \hline \end{array} = \begin{array}{|c|} \hline \text{[vector]} \\ \hline \end{array} \quad \downarrow \\ \hline \Sigma^2 \mathbf{H} \quad \mathbf{m}^H = \tilde{\mathbf{z}} \\ \begin{array}{|c|} \hline \text{[diagonal matrix]} \\ \hline \end{array} \quad \begin{array}{|c|} \hline \text{[vector]} \\ \hline \end{array} = \begin{array}{|c|} \hline \text{[vector]} \\ \hline \end{array} \quad \uparrow \end{array}$$

G1':

G2':

Schritt 2

$$\hat{\mathbf{d}}^{(k)} = \mathbf{M}^{(k)} \mathbf{e}$$

$$\underbrace{\mathbf{QW}_s}_{\mathbf{M}^{(k)}} \mathbf{Q} = \mathbf{e} = \hat{\mathbf{d}}^{(k)}$$

Fig. 3

Docket # LdL-I0026

Applic. # _____

Applicant: Pete Jung et al.

Lerner and Greenberg, P.A.
Post Office Box 2480

Hollywood, FL 33022-2480

Tel: (954) 925-1100 Fax: (954) 925-1101

No English titl availabl .

Patent Number: DE10106391
Publication date: 2002-08-29
Inventor(s): SCHNEIDER MICHAEL (DE); JUNG PETER (DE); KELLA TIDEYA (DE); RUPRICH THOMAS (DE); PLECHINGER JOERG (DE)
Applicant(s): INFINEON TECHNOLOGIES AG (DE)
Requested Patent: DE10106391
Application Number: DE20011006391 20010212
Priority Number (s): DE20011006391 20010212
IPC Classification: H04L27/01; H04J13/02
EC Classification: H04B1/707F2J
Equivalents: WO02065658

Abstract

The invention relates to a method for JD equalization of a spread coded signal wherein a channel estimation is undertaken in order to calculate channel coefficients in relation to several subscribers. Equalization coefficients are subsequently calculated in relation to a specific subscriber, taking a system matrix as a basis wherein only one subset of the data symbols contained in a data block is taken into account. The calculated equalization coefficients are used to perform symbolic equalization of the spread coded signal thus transmitted. .

Data supplied from the esp@cenet database - I2

DOCKET NO: U&L-10026

SERIAL NO: _____

APPLICANT: P. Jury et al.

LERNER AND GREENBERG P.A.

P.O. BOX 2480

HOLLYWOOD, FLORIDA 33022

TEL. (954) 925-1100